

PatentWeb
HomeEdit
SearchReturn to
Patent List

Help

☐ Include in patent order**MicroPatent® Worldwide PatSearch:** Record 1 of 1

[no drawing available]

Family Lookup**JP02230872****PICTURE QUALITY IMPROVEMENT PROCESSING METHOD AND ITS
PROCESSING CIRCUIT**

MIYAHARA MAKOTO HITACHI DENSHI LTD

Inventor(s): ;MIYAHARA MAKOTO**Application No.** 01049855 , **Filed** 19890303 , **Published** 19900913**Abstract:**

PURPOSE: To always obtain a signal with high resolution by correcting an image pickup tube output signal whose phase characteristic is distorted nonlinearly with the inverse characteristic of the nonlinear phase characteristic in response to a light intensity input illuminance level.

CONSTITUTION: A phase distortion correction means 2 correcting the nonlinear phase distortion of a spatial frequency transmission characteristic caused at an output of an image pickup section 1 with the inverse characteristic depending on the light intensity input illuminance level consists of an acyclic filter (FIR filter). A video signal processing section 3 including aperture correction or the like uses the phase distortion correction means 2 to apply a known video signal processing such as aperture correction or the like to the video signal in which the nonlinear phase distortion of the spatial frequency transmission characteristic is corrected by the phase distortion correction means 2. Thus, the shape of response distorted asymmetrical horizontally due to self sharpening effect depending on a light intensity input illuminance level is corrected into a symmetrical shape thereby improving the phase characteristic of the spatial frequency transmission characteristic.

COPYRIGHT: (C)1990, JPO&Japio**Int'l Class:** H04N00514**MicroPatent Reference Number:** 000999516**COPYRIGHT:** (C) JPOPatentWeb
HomeEdit
SearchReturn to
Patent List

Help

For further information, please contact:
[Technical Support](#) | [Billing](#) | [Sales](#) | [General Information](#)

This Page Blank (uspto)

⑫ 公開特許公報(A)

平2-230872

⑬ Int. Cl.⁵

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成2年(1990)9月13日

H 04 N 5/14

Z

7060-5C

審査請求 未請求 請求項の数 3 (全9頁)

⑮ 発明の名称 画質改善処理方法およびその処理回路

⑯ 特 願 平1-49855

⑰ 出 願 平1(1989)3月3日

⑱ 発 明 者 宮 原 誠 新潟県長岡市土合1丁目2番3号
 ⑲ 出 願 人 宮 原 誠 新潟県長岡市土合1丁目2番3号
 ⑲ 出 願 人 日立電子株式会社 東京都千代田区神田須田町1丁目23番2号
 ⑳ 代 理 人 弁理士 小川 勝男

明 細 書

1. 発明の名称

画質改善処理方法およびその処理回路

2. 特許請求の範囲

1. 光強度入力照度レベルに依存し、セルフシャープニング効果によって空間周波数伝達特性における位相特性が非直線に歪んだ撮像管出力信号を、光強度入力照度レベルに応じ、非直線になった位相特性の逆特性にて補正することを特徴とする画質改善処理方法。

2. 光強度入力照度レベルに依存し、セルフシャープニング効果によって空間周波数伝達特性における位相特性が非直線に歪んだ撮像管出力信号を、光強度入力照度レベルに応じ、非直線になった位相特性を直線に戻す補正特性が設定された非巡回型のトランスバーサルフィルタを介して補正することを特徴とする画質改善処理回路。

3. 上記非巡回型のトランスバーサルフィルタを、

下記の窓関数 $W(n)$ を使用して構成することを特徴とする特許請求の範囲第2項記載の画質改善処理回路。

$$W(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right\} & \begin{cases} 0 \leq n \leq \frac{N-1}{2} \\ \text{or} \\ \frac{N-1}{2} < n \leq N-1 \end{cases} \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 + \alpha + (\alpha - 1) \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right\} & \begin{cases} \frac{N-1}{2} < n \leq N-1 \\ \text{or} \\ 0 \leq n \leq \frac{N-1}{2} \end{cases} \end{cases}$$

3. 発明の詳細な説明

〔産業上の利用分野〕

本発明はテレビジョンカメラ装置における画質改善に係り、特に光強度入力(被写体)照度レベルに依存し、セルフシャープニング効果によって空間周波数伝達特性(OTF: Optical Transfer Function)における位相特性が非直線に歪んだ撮

像管出力の補正装置に関するものである。

〔従来の技術〕

テレビジョンカメラ装置は高画質化の要求が強くなり、解像度向上のためにテレビジョンカメラ装置内で様々な補正がなされている。例えば、「テレビジョン工学ハンドブック」：昭和51年12月20日、朝オーム社発行、P6-17～6-18に記載されているような、アバーチャ補正と呼ばれる空間周波数高域強調処理により、解像度を向上させている。

ところで、テレビジョンカメラ装置の解像度を向上させる場合、厳密にはOTF(Optical Transfer Function)による振幅と位相の両方で表現された空間周波数伝達特性に対して補正がなされるべきであるが、従来のアバーチャ補正は、MTF(Modulation Transfer Function)特性、言い換えれば、空間周波数振幅特性の高域低下を逆特性で補償する振幅特性のみの補正であり、空間周波数の位相特性については、歪のない直線と考えていたため、全く補正が考慮されていない。

ここで用いたインディシャルレスポンス波形的計測法は、撮像システムへの光入力をステップ関数状の輝度分布に限定し、撮像管のターゲット出力信号を直接、遅延線を用いた微分回路で微分して得たインディシャルレスポンス波形をオシロスコープで直読する方法である。

第2図(a)、(b)に、このインディシャルレスポンス波形を計測する測定系の概念と構成の一例を、第2図(c)～(h)にこの測定系で計測されたインディシャルレスポンス波形を示す。

第2図(b)の測定系を使って計測した第2図(c)～(h)に示すインディシャルレスポンス波形から、次のことが明らかである。

各インディシャルレスポンス波形は、それぞれセルフシャープニング効果の影響を受けて左右非対称な形状に歪んでいる。また、第2図(e)～(h)において光強度入力照度レベルが高い方のレスポンス形状と、レベルの低い方のレスポンス形状が明らかに異なる。そして、第2図(e)、(f)の撮像管への光強度入力ステップ入力の立ち上がりで計測

しながら、近年になり、「低速度ビームランディングにおけるセルフシャープニング効果」：NHK技研月報、昭和57年5月号に記載の如く、セルフシャープニング効果と呼ばれる蓄積型撮像管の破壊読出し機構が原因となって、撮像管出力波形のレスポンス形状が左右非対称、言い換えれば空間周波数位相特性が非直線となることが解析されるに至り、従来のアバーチャ補正では、MTF特性の高域低下補償はなされるものの、セルフシャープニング効果に起因する撮像管出力のレスポンス形状の歪、すなわち空間周波数位相特性の非直線歪が補正されておらず、アバーチャ補正による空間周波数高域強調処理が、この歪を更に強調する結果となり、解像度の向上に有効に結びつかない結果となっている。

以下に、前述セルフシャープニング効果に起因して、空間周波数伝達特性(OTF)がどのような影響を受けるかについて、このような解析をする場合、一般的に用いられているインディシャルレスポンス波形を計測することにより解析する。

されたレスポンス波形と、第2図(g)、(h)のステップ入力の立ち下がりで計測されたレスポンス波形とでは、明らかに光強度入力照度レベルが高く変化したときのレスポンス形状の変化が大きい。

以上の計測結果より、インディシャルレスポンス波形はセルフシャープニング効果の影響を受けて左右非対称な形状に歪むが、光強度入力照度レベルに依存して、この撮像管出力のレスポンス形状は変化し、特に照度レベルが高く変化したステップ入力の立ち下がりにおけるレスポンス形状の非対称性が大きくなることが判明した。

ここで、光強度入力照度レベルに依存して、レスポンス形状が変化するのには、光学系の左右対称な応答関数でぼけた入射光が、撮像管の光導電体面に電荷として蓄積される際に、非線形なビームアクセプタンス特性(光導電体の表面電位と有効にランディングするビーム量との関係)により非線形に蓄積されるためである。

以上のことから、総合的な撮像管のインディシャルレスポンス形状は、入射光レベル(光強度入

力照度レベル)に依存して、非線形に蓄積された電荷を破壊脱み出し機構により脱出することで、さらにセルフシャープニング効果による形状歪が加わり、非対称性が増したレスポンス形状となる。

〔発明が解決しようとする課題〕

以上説明した如く、従来のアバーチャ補正では、撮像管の空間周波数伝達特性を、振幅特性(MTF)のみで改善し、位相特性を全く考慮していないため、光強度入力照度レベルに依存し、セルフシャープニング効果に起因して生ずるインディシャルレスポンス波形の非対称な歪が増大し、空間周波数高域強調補償が解像度の向上に有効に結びつかないという問題点を有する。

本発明はこれらの問題点を解決するため、光強度入力照度レベルに依存し、セルフシャープニング効果に起因して生ずる撮像管出力の空間周波数伝達特性の非直線な位相歪を補正し、解像度を向上することを目的とする。

〔課題を解決するための手段〕

本発明は上記の目的を達成するため、光強度入

力照度レベルに依存し、セルフシャープニング効果によって、空間周波数伝達特性における位相特性が非直線に歪んだ撮像管出力を、光強度入力照度レベルに対応する撮像管出力信号レベルに基づいた非直線位相歪の逆位相特性である補正特性が設定された位相歪補正手段を介して補正するようにしたものである。

第1図に本発明の基本的構成を示す。1は光学系を含む撮像部、2は本発明の撮像部1出力に生ずる空間周波数伝達特性の非直線位相歪を光強度入力照度レベルに依存した逆特性で補正する位相歪補正手段で、具体的には例えば後述のような非巡回型フィルタ(FIRフィルタ: Finite Impulse Response Filter)にて構成される。3はアバーチャ補正等を含む映像信号処理部であり、位相歪補正手段2で空間周波数伝達特性の非直線位相歪の補正された映像信号に、さらにアバーチャ補正等の周知の映像信号処理を施す。

ここで、前述のように発生する位相歪特性は光強度入力照度レベルに依存して変化するため、位

相歪補正手段2を構成するFIRフィルタは、前述にて計測された各々の照度レベルにおけるインディシャルレスポンス波形を基にして、形状近似法、最小二乗法、窓関数等を用い、最も補正を要す照度レベルにおける位相歪が最小になる補正特性が算出設定される。または、複数の代表的な照度レベルに対応した各々の最適補正特性を算出設定し、照度レベル(出力信号レベル)に応じて対応する補正特性を選択する構成とする。

〔作用〕

その結果、光強度入力照度レベルに依存し、セルフシャープニング効果に起因して左右非対称に歪むレスポンス形状を対称な形状に補正することができ、空間周波数伝達特性の位相特性を向上することができる。

〔実施例〕

まず、本発明の位相歪補正手段2を構成するFIRフィルタの基本的構成の実施例を図を用いて説明する。

1) 形状近似法(Temporal Sampling Design

Method)によるFIRフィルタ設計:

これは、目的とする補正後のレスポンス形状をあらかじめ決定しておき、所定の制約条件(遅延時間、補正に使用できるタップ数)の下で、目的とするレスポンス形状に対して二乗平均誤差が最小となるようにタップ係数を選択して、非対称に歪んだレスポンス形状を目的とする対称なレスポンス形状に近似するもので、第3図(a)にこれによって設計した非巡回型トランスバーサルフィルタの回路構成を、第3図(b)に目的とするレスポンス形状波形(パターンA、パターンB)を示す。

ここで、目的とするレスポンス形状波形(パターンA、B)は、ともにガウス分布で、半値幅Hwをそれぞれ60(nsec)、120(nsec)とし、目的とするレスポンス波形出力g(t)を、次式を用いて算出する。

$$g(t) = K \cdot \exp(-\sigma^2 t^2) \\ = 2 \sqrt{\ln(0.5)} / Hw \quad \dots\dots\dots (1-1)$$

次に、タップ係数を決定するため、第3図(a)のフィルタにおいて、遅延時間 $\tau = 100$ (nsec)、タップ数 $N = 3$ として、

$$g(z) = (a_0 z^{-1} + a_1 + a_2 z^1)$$

$g(\omega) = a_1 + (a_0 + a_2) \cos \omega \tau + i(a_2 - a_0) \sin \omega \tau$
から、各々のタップ係数 a_0, a_1, a_2 を計算し、次の値を得る。

パターンA: $(a_0, a_1, a_2) = (-0.7, 2.0, -0.3)$

パターンB: $(a_0, a_1, a_2) = (-0.352, 1.608, -0.056)$

これらのタップ係数値が各々設定された第3図(a)のフィルタにて補正されたインディシャルレスポンス波形を第3図(c), (d)に示す。

2) 最小二乗法 (Least Squares Method) によるFIRフィルタ設計:

これは、撮像管出力信号中に含まれるノイズ成分を考慮し、SN比によって周波数軸上における補正特性を決定するものである。

まず、撮像系のSN比を測定計算するため、規定の明るさの白信号を第2図(b)に示す撮像系に与え、信号出力とノイズ出力のピーク値対ピーク値

を目視判定によって測定する。ここで、ノイズ n_0 の実効値 $\sqrt{U n_0^2}$ を求めると、 $\sqrt{U n_0^2} = n_{0, \max} / \sqrt{3}$ であり、この時の信号出力に対するノイズ出力の割合は6%程度(実測値)のため、ノイズ n_0 の実効値は0.035となる。

したがって、ノイズ n_0 の視感補正值 10.4 (dB) を加えた撮像系のSN比は、

$S/N(\text{dB}) \approx 20 \log (1/0.035) + 10.4 \approx 40$ となる。

次に、求めたSN比40 (dB) を用いて、設計するFIRフィルタの補正特性 $M(\omega)$ を次式により決定する。

$$M(\omega) = \frac{1}{H(\omega)} \cdot \frac{|H(\omega)|^2}{|H(\omega)|^2 + \Gamma} \quad \dots\dots\dots (2-1)$$

(ただし、 $H(\omega)$: 撮像系のOTF, Γ : 信号と雑音のエネルギー密度比 = 0.0001)

ここで、求めて補正特性 $M(\omega)$ を逆フーリエ変換して、時間軸上での補正特性 $M(t)$ を求め、矩形窓関数を使ってタップ数制限を行い、設計するFIRフィルタの各タップ係数を決定する。ここで

は、遅延線Dの遅延時間 $\tau = 100$ (nsec) とし、タップ数 N は 3, 5, 7, 9 の4種類に制限した。

第4図(a)に設計した非巡回型トランスバースルフィルタの基本的な回路構成、および第4図(b)~(e)にこの構成にて補正された各々のインディシャルレスポンス波形、ならびに第4図(f)に各タップ数 N に対する各タップ係数値を図表にして示す。

なお、伝達関数 $H(\omega)$ は次式で表わされる。

$$\begin{aligned} H(z) &= a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3} + a_4 z^{-4} \\ H(\omega) &= a_0 + (a_1 + a_{-1}) \cos \omega \tau + (a_2 + a_{-2}) \cos \omega 2\tau \\ &\quad + (a_3 + a_{-3}) \cos \omega 3\tau + (a_4 + a_{-4}) \cos \omega 4\tau \\ &\quad + i \{ (a_1 - a_{-1}) \sin \omega \tau + (a_2 - a_{-2}) \sin \omega 2\tau \\ &\quad + (a_3 - a_{-3}) \sin \omega 3\tau + (a_4 - a_{-4}) \sin \omega 4\tau \} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (2-2)$$

次に、本発明の位相歪補正手段2を構成するのに適した新しい窓関数を用いたFIRフィルタの実施例について説明する。

FIRフィルタを設計する場合、各種窓関数

(バートレット窓、ハニング窓、ハミング窓、ブラックマン窓等) を使用し、タップ数を制限することが知られており、これによって、i) フーリエ級数の不均一収束から生ずるギブス (Gibbs) の現象が抑制される。ii) タップ数の増加によって、時間軸上でのインディシャルレスポンス形状の振動振幅が減少する。iii) 周波数軸での副極の振動は減少するが、時間軸でのレスポンス形状の左右対称性が損われる。

ここで、直線位相でない非巡回型トランスバースルフィルタに窓関数を適用した場合における影響について説明するため、第5図(a)に示すような補正特性決定系を考え、窓関数の功罪について説明する。

前述の如く、窓関数の使用により、ギブスの現象を抑制できるが、その代償として、最適な二乗平均近似であるフィルタの係数にテーパをつける操作により補正されたインディシャルレスポンス波形の位相が直線でなくなり、本発明の目的であるインディシャルレスポンス形状の対称化につい

て満足できる補正が行えない。

そこで、ギブスの現象を抑制し、かつ補正後のインディシャルレスポンス波形の位相特性が直線になる次式のような窓関数を考えた。

$$W(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right\} & \left[\begin{array}{l} 0 \leq n \leq \frac{N-1}{2} \\ \text{or} \\ \frac{N-1}{2} < n \leq N-1 \end{array} \right] \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 + \alpha + (-1 + \alpha) \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right\} & \left[\begin{array}{l} \frac{N-1}{2} < n \leq N-1 \\ \text{or} \\ 0 \leq n \leq \frac{N-1}{2} \end{array} \right] \end{cases} \quad \dots\dots\dots (3-1)$$

上記(3-1)式において、 $\alpha = 0.3$ 、タップ数 $N = 9$ の場合の窓関数形状を第5図(b)に示す。

次に(3-1)式の α の決定法について述べる。第5図(a)に示した補正係数決定系を用いてFIR

とにより、同様の構成にて実現できる。第6図に、この垂直方向における補正も行なう、2次元FIRフィルタの構成の一例を示す。ここで、 $a_{11} \sim a_{55}$: タップ係数、遅延時間 τ_1 : 100 (nsec), τ_2 : 1 H (インタレース方式—63.5 μ sec, ノンインタレース方式—31.75 μ sec)とする。

次に、本発明の他の実施例として、光強度入力照度レベルに依存した空間位相歪補正用のFIRフィルタの設計について説明する。

前述の如く、セルフシャープニング効果に起因して歪むインディシャルレスポンス形状は、ターゲットに入射する光強度入力照度レベルに依存してその形状を異にする。

すなわち、ターゲットの表面電位に依存してレスポンス形状は異なるので、これを補正するため、種々のターゲット表面電位における歪形状に基づき、各々に対応した最適なフィルタの補正特性を前述と同様にして求め、各々設定し、ターゲット表面電位に対応する撮像管出力信号(輝度)レベルに応じて、アダプティブに設定した補正特性を

フィルタのタップ係数を決定し、その係数でインディシャルレスポンスを補正してから、次式が最小になるように α を変化させて計算を繰返す。

$$\sum_{m=1}^{\ell} |h(-m) - h(m)|^2 \quad \dots\dots\dots (3-2)$$

$\therefore h(m)$: 補正後のレスポンス

以上述べた処理によって、遅延時間 $\tau = 100$ (nsec)、タップ数 $N = 5, 7, 9$ について第5図(c)に示す結果が得られた。また、第5図(c)に示した補正係数で構成した非巡回型トランスバーサルフィルタにて補正されたインディシャルレスポンス波形を第5図(d)~(f)に示す。

図から明らかなように、いずれもレスポンス形状が対称であり、位相特性がほぼ直線に補正されており、ギブスの現象も抑制されている。

以上の実施例の説明では、レスポンス形状の水平方向における補正について示しているが、垂直方向における補正についても、前述フィルタの遅延線の遅延時間 τ を水平走査期間 H 単位とするこ

選択することで、光強度入力照度レベルに依存した空間位相歪補正フィルタを実現するものである。

一般に、ターゲットの表面電位は、約0~3(V)の間で光強度入力照度レベルに依存して変動し、この時の出力画像信号(輝度)レベルは256レベルに分割される。

したがって、設計するフィルタの補正特性は、出力画像信号のレベル分割数だけ設ければ申し分ないが、前述レスポンス波形の歪形状は、ターゲット表面電位の変動に応じて、それ程変わるものではないので、本実施例では、ターゲット表面電位が1.0, 1.5, 2.0, 3.0(V)である場合を選出し、この場合の各々の歪形状に基づき、前述と同様にして窓関数等を用い、各々の表面電位に対応した各々の最適補正係数を算出する。一例として、第6図に示す構成の2次元FIRフィルタ(インタレース方式の場合)における各ターゲット表面電位に対するタップ係数値の算出結果を第7図に表にまとめて示す。なお、ここでは、歪画像入力 $i(x, y)$ の半値幅 Hw は40(nsec)としている。

そして、以上のようにして算出された各ターゲット表面電位に対する各タップ係数が各々設定されたFIRフィルタを設計し、出力画像信号(輝度)レベルに応じて、アダプティブに設定された対応するタップ係数に切換えることにより、光強度入力照度レベルに依存した空間位相歪を適正に補正する。

ここで、第8図にこのフィルタの具体的構成の一例を示す。第8図(a)はターゲット表面電位毎に対応するFIRフィルタ $F_{1.0}, F_{2.0}, F_{3.0}$ を設け、出力画像信号レベルに応じて切換制御器Cにより切換器SWを制御し、対応するFIRフィルタを選択する構成、第8図(b)は第6図に示す構成においてタップ係数部 $a_{11} \sim a_{15}$ を可変形とし、出力画像信号レベルに応じてタップ係数制御回路C₁により各タップ係数を最適に制御する構成である。

なお、タップ係数の切換えは、上記構成に限定されるものではなく、他の既存の切換技術が適用できる。

また、前述の実施例はハードウェアによる構成

によって説明したが、マイクロコンピュータを使用したデジタル信号処理にて、本発明をソフトウェア処理とすることも可能である。

〔発明の効果〕

以上説明した如く、本発明の補正回路によって補正されたインディシャルレスポンスはギブスの現象も抑圧され、かつ補正後の位相も直線となり、光強度入力照度レベルに依存し、セルフシャープニング効果に起因するレスポンス形状の非直線歪を補正することができ、常に高解像度な信号が得られるという優れた効果を有する。また、この補正は空間周波数振特性でみると、特別な強調を行っているわけではないので、ノイズ分の増加によるS/Nの劣化がなしに、解像度のみ向上するという特徴を有する。

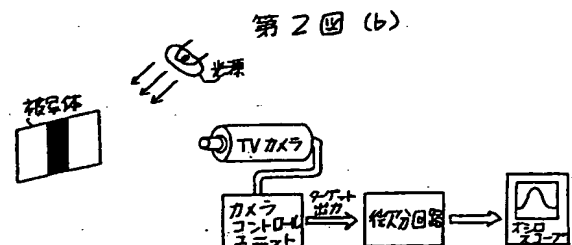
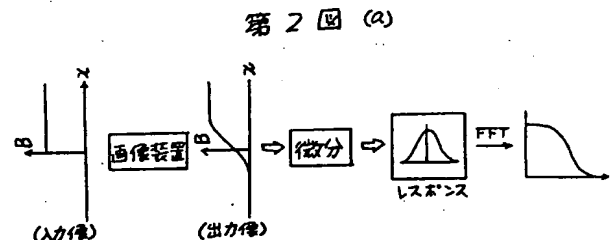
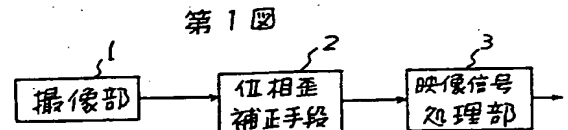
4. 図面の簡単な説明

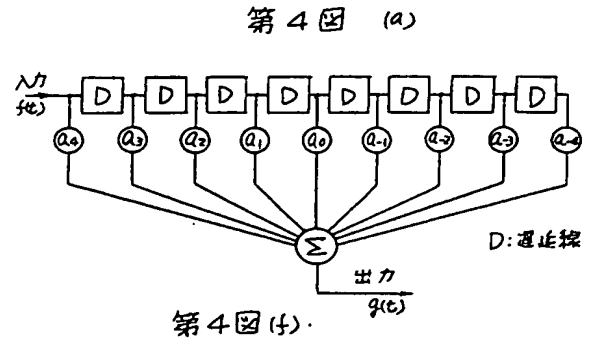
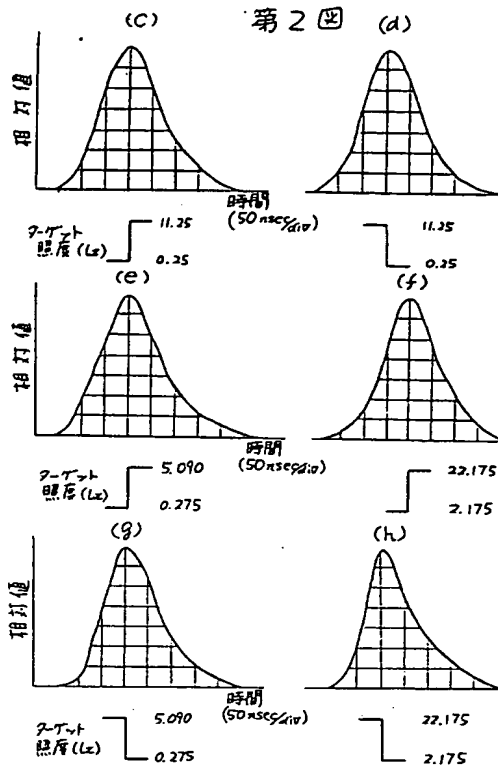
第1図は本発明の基本構成を示すブロック図、第2図はインディシャルレスポンス波形を計測する測定系構成および計測されたインディシャルレスポンス波形を示す図、第3図は本発明の非巡回

型トランスバーサルフィルタ構成とレスポンス形状波形の一例、第4図は他の非巡回型トランスバーサルフィルタの構成図およびインディシャルレスポンス波形図ならびに各タップ数に対する各タップ係数値を示す図、第5図は窓関数使用による補正特性決定系を示すフローチャート、本発明の新しい窓関数形状を示す図、各補正係数値を示す図および対応するインディシャルレスポンス波形図、第6図は水平、垂直両方向の補正をする2次元FIRフィルタの構成を示す図、第7図は各ターゲット表面電位に対するタップ係数値を示す図、第8図は本発明の他の実施例を示すFIRフィルタの構成図である。

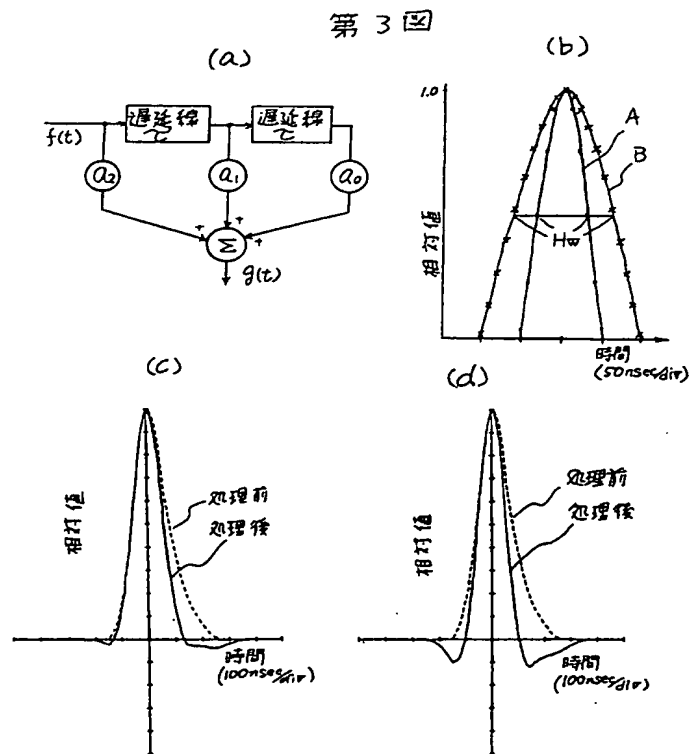
1：撮像部、2：位相歪補正手段、3：信号処理部。

代理人 弁理士 小川勝男

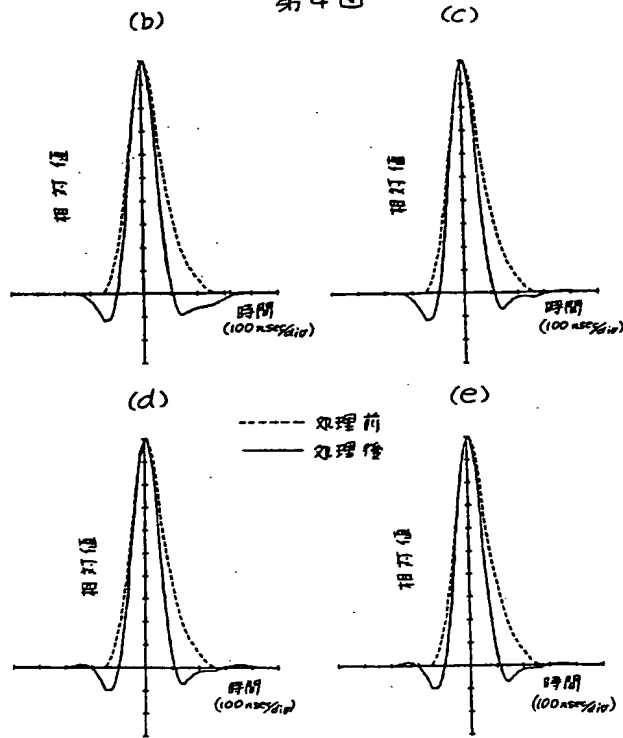




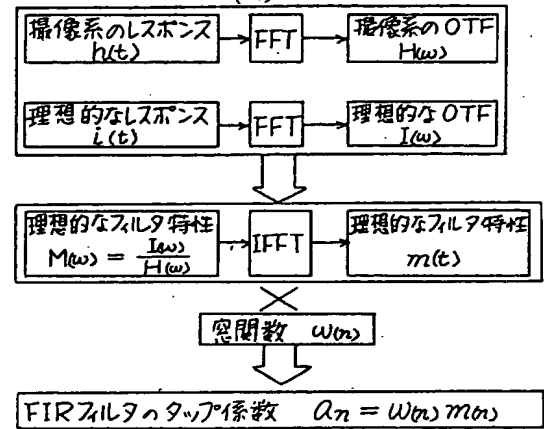
タップ数	タップ係数値		
N=3	$a_{-1} = -0.635$	$a_0 = 1.982$	$a_1 = -0.347$
	$a_2 = a_{-2} = a_3 = a_{-3} = a_4 = a_{-4} = 0$		
N=5	$a_{-2} = 0.068$	$a_{-1} = -0.564$	$a_0 = 1.760$
	$a_1 = -0.308$	$a_2 = 0.044$	$a_3 = a_{-3} = a_4 = a_{-4} = 0$
N=7	$a_{-3} = 0.017$	$a_{-2} = 0.067$	$a_{-1} = -0.557$
	$a_0 = 1.740$	$a_1 = -0.305$	$a_2 = 0.043$
	$a_3 = -0.005$	$a_4 = a_{-4} = 0$	
N=9	$a_{-4} = -0.011$	$a_{-3} = 0.017$	$a_{-2} = 0.068$
	$a_{-1} = -0.563$	$a_0 = -1.758$	$a_1 = -0.308$
	$a_2 = 0.044$	$a_3 = -0.006$	$a_4 = 0.001$



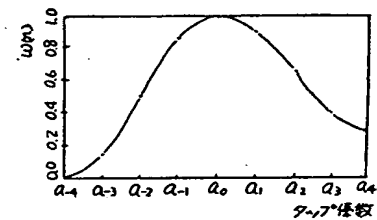
第4図



第5図 (a)



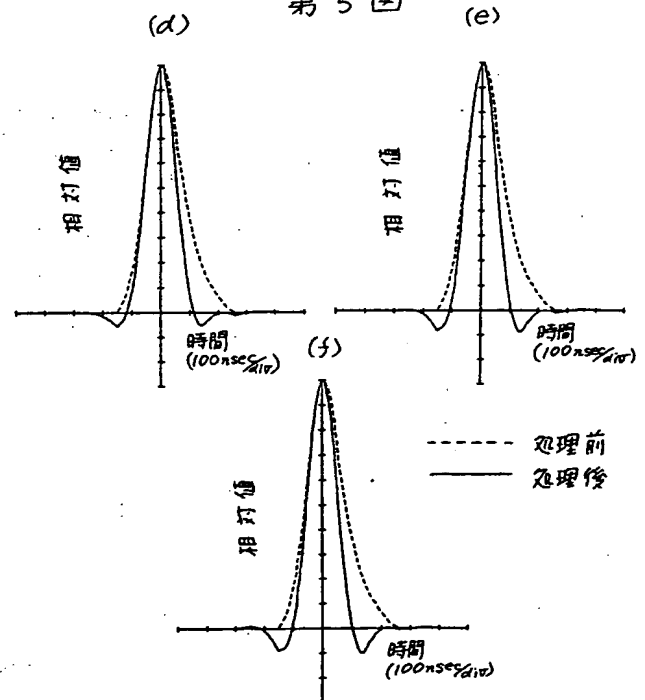
(b)



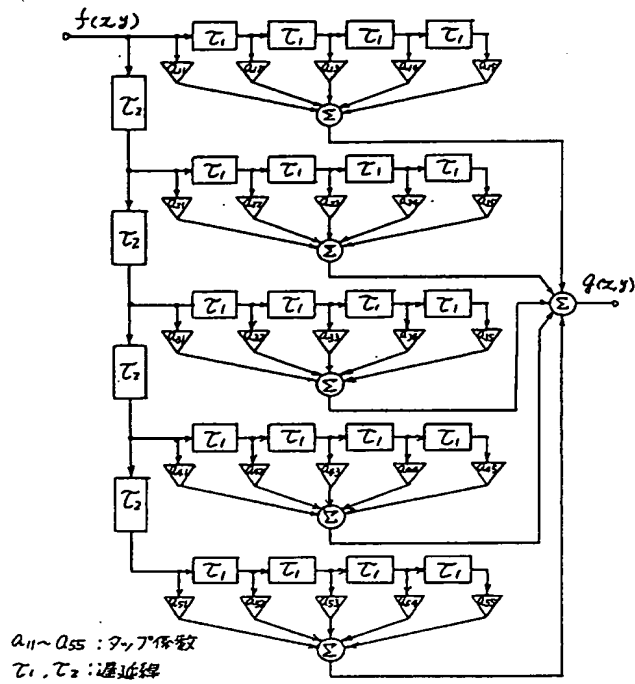
第5図 (c)

補正係数 $\tau=100(\text{nsec})$					
N	a_n	α	$w(n)$	$m(n)$	補正係数 $w(n) \cdot m(n)$
5	a_{-2}	0.67	0.670	0.1337	0.07670
	a_{-1}		0.835	-0.6679	-0.47743
	a_0		1.000	1.7936	1.53536
	a_1		0.500	-0.3145	-0.13463
	a_2		0.000	0.0551	0.00000
7	a_{-3}	0.78	0.780	-0.0055	-0.00335
	a_{-2}		0.835	0.1334	0.11070
	a_{-1}		0.945	-0.6652	-0.64588
	a_0		1.000	1.7862	1.77846
	a_1		0.750	-0.3132	-0.25390
	a_2		0.250	0.0549	0.01397
9	a_{-3}	0.89	0.000	-0.0096	0.00000
	a_{-4}		0.890	-0.0072	0.00621
	a_{-3}		0.961	-0.0057	-0.00501
	a_{-2}		0.945	0.1365	0.12520
	a_{-1}		0.983	-0.6820	-0.65121
	a_0		1.000	1.8313	1.77732
	a_1		0.853	-0.3211	-0.26602
	a_2		0.500	0.0563	0.02733
	a_3		0.146	-0.0099	-0.00140
	a_4		0.000	0.0017	0.00000

第5図



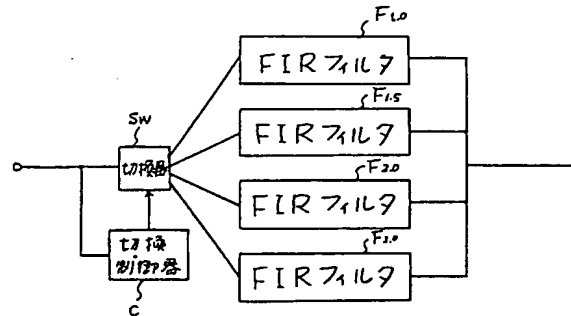
第6図



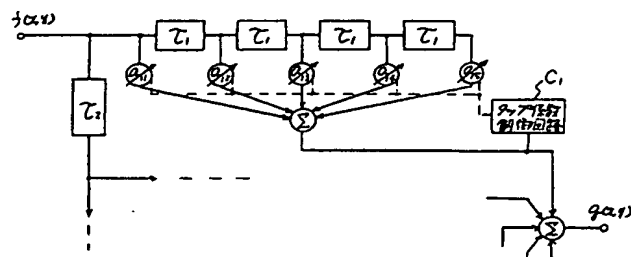
第7図

ターゲット 表面電位	フィルタ係数				
1.0(V)	.00000000	.00000013	.00010842	.00005890	.00000338
	.00000001	.00000952	.01101774	.00271688	.00029837
	.00000031	.00052296	.11945608	.05394233	.00290073
	.00000002	.00003018	.04079622	.01595248	.00169527
	.00000000	.00000146	.00148644	.00123716	.00016171
1.5(V)	.00000000	.00000013	.00011698	.00006311	.00000343
	.00000001	.00001033	.01135892	.00277271	.00031349
	.00000033	.00056990	.10302987	.05453660	.00297774
	.00000001	.00001615	.02370426	.01180801	.00127773
	.00000000	.00000044	.00039894	.00058112	.00009501
2.0(V)	.00000000	.00000002	.00001393	.00000778	.00000042
	.00000000	.00000229	.00392362	.00099229	.00011928
	.00000029	.00053368	.11174863	.06037407	.00331691
	.00000003	.00000994	.03770119	.01537181	.00180214
	.00000000	.00000006	.00127880	.00112548	.00015318
3.0(V)	.00000000	.00000000	.00000033	.00000005	.00000000
	.00000000	.00000140	.00057953	.00003869	.00000332
	.00000220	.00157536	.14313137	.03910511	.00133910
	.00000034	.00005023	.10503901	.00940246	.00076616
	.00000003	.00002233	.00965619	.00205815	.00000437

第8図 (a)



第8図 (b)



This Page Blank (uspto)